

КОВЗНИЙ РЕЖИМ ДРУГОГО ПОРЯДКУ В ЗАДАЧІ СЛІДКУВАННЯ ЗА ВИХІДНОЮ НАПРУГОЮ МАТРИЧНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

Т. В. МИСАК

Інститут електродинаміки Національної академії наук України, м.Київ, УКРАЇНА,
E-mail: taras@igbt.com.ua

АНОТАЦІЯ. Об'єктом дослідження є трифазно-трифазний матричний перетворювач на повністю керованих ключах змінного струму з вихідним LC-фільтром під'єднаний до трифазної неавтономної мережі обмеженої потужності. Проведено синтез закону керування шляхом примусового введення двовимірної ковзної режиму першого порядку в контури слідування за компонентами просторового вектору вихідної напруги та одновимірної – в контур керування реактивною складовою вхідного струму матричного перетворювача. Використання векторної стратегії керування дозволяє забезпечити синусоїдну форму вихідної напруги, мінімізацію впливу збурень навантаження на неї та можливість керування реактивною складовою вхідного струму. При формуванні поверхні ковзання для слідування за двома координатами вихідної напруги застосовано ковзний режим другого порядку. Для цього в диференціальні рівняння, які описують заступну схему, введено двокомпонентну операторну змінну та додатковий двокомпонентний вектор похибки. Введення ковзної режиму другого порядку дозволило зменшити кількість електричних величин, які потребують прямого вимірювання. Досліджено особливості функціонування матричного перетворювача з таким типом ковзної режиму в системі з реальними параметрами електричних схем. Наводяться результати моделювання з урахуванням обмежень, які впливають на можливість реалізації отриманої стратегії керування. Бібл.14, рис.4

Ключові слова: матричний перетворювач; вихідний LC-фільтр; ковзний режим другого порядку; поверхня ковзання; похибка керування; вихідна напруга.

SECOND ORDER SLIDING MODE CONTROL OF THE OUTPUT VOLTAGE TRACKING OF AN MATRIX CONVERTER

T. MYSAK

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, UKRAINE,

ABSTRACT. The object of the study is a three-phase-three-phase matrix converter based on fully-controllable switches with an additional LC filter at the output connected to a non-autonomous three-phase supply grid of limited power. The mathematical model of this system, which is described by ordinary differential equations, is constructed. The synthesis of the control law by the forced introduction of the first-order two-dimensional sliding mode in the contours of monitoring the components of the spatial vector of the output voltage and one-dimensional - into the control circuit of the reactive component of the input current of the matrix converter is executed. Using the vector control strategy allows to provide a sinusoidal form of output voltage, minimizing the impact of perturbations on it, and the ability to control the reactive component of the input current. Conditions of the existence of a sliding mode with the use of the known method of equivalent control are obtained. In the formation of the sliding surface to tracking the two coordinates of the output voltage applied second-order sliding mode. For this purpose, the two-component operator variable and an additional two-component vector of error are introduced in the differential equations that describe the replacement-scheme. The introduction of the second-order sliding mode has reduced the number of electrical quantities that require direct measurement. This strategy eliminates the need to use an accurate current sensors, which reduces the cost of the matrix converter and facilitates practical implementation. The features of the matrix converter are investigated with this type of sliding mode in the system with real parameters of the electrical circuit. The results of a simulation carried out taking into account the constraints that affect the ability to implement the selected control strategy are presented. The possibility of reducing the effect of load changes on the form of the output voltage has been considered, taking into account the constraints specific to real systems, and has been verified using digital simulation.

Keywords: matrix converter; output LC-filter; second order sliding mode; sliding surface; error of regulation; output voltage;

Вступ

Поява на ринку нових типів напівпровідникових ключів, що мають швидкодію, яка перевищує традиційні IGBT TRENCH 4 в декілька разів (MOS-FET SiC – карбід кремнію) та більше 10-ти разів (GaN – арсенід галію) призвела до відновлення уваги до дослідження та впровадження перетворювачів час-

тоти традиційної топології, зокрема, матричних перетворювачів (МП) [1-3]. Поширені методи керування МП реалізуються на основі скалярних або векторних принципів в залежності від вимог до процесів перетворення енергії в цілому, якості вхідної та вихідної енергії перетворювача, можливостей компенсації несиметрії мережі [4], обмежень по частоті комутації, обчислювальних можливостей систем керування МП.

© Т. В. Мисак, 2019

Відомі рішення, що використовують скалярні методи керування в рамках детермінованих систем [5], не забезпечують незмінної якості вихідного струму (напруги) МП в процесі регулювання вихідної частоти та напруги за наявності різноманітних постійно діючих збурень та завад.

Використання зворотніх зв'язків певним чином покращує параметри вхідної та вихідної електричної енергії перетворювачів частоти (ПЧ) [6]. Використання розривності характеристики МП дає можливість застосування при синтезі керування методів теорії систем із змінною структурою та отримання переваг, характерних для систем такого класу [7]. Високочастотні стратегії, до яких відноситься й ковзний режим, дозволяють в повній мірі використати нові властивості силових напівпровідникових приладів [5, 8].

Постановка задачі

Структурну схему системи, яка складається з МП, вихідного LC-фільтра та навантаження, представлено на рис.1. За умови ідеальності двонаправлених

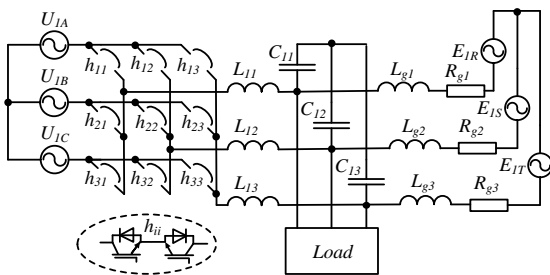


Рис.1 –Схема електрична

ключів та мережі живлення, імпедансом якої в багатьох випадках нехтують, схема може бути описана векторно-матричними диференціальними рівняннями в двохфазній системі координат α - β :

$$\begin{aligned} |U_2| &= [C_T][H]|U_1|, |E_2| = [C_T]|E_1|, |I_1| = |H|^T |I_2|, \\ \frac{d}{dt}|I_2| &= [A_f]|I_2| + [B]|U_2| + |U_c|, \\ \frac{d}{dt}|U_c| &= [C] \left(|I_2| - |I_L| - |I_g| \right), \\ \frac{d}{dt}|I_g| &= [A_g]|I_g| + [B_g]|E_2| \end{aligned} \quad (1)$$

де U_1, I_1 , –просторові вектори напруги та струму мережі живлення; U_2, I_2 , – просторові вектори вихідної та струму напруги МП; H - матриця перемикань $[h_{ij}]$, $\{i, j\}=1 \dots 3$; U_c –вектор напруги на ємностях фільтра; I_L, I_g, E_1 -вектори струмів в індуктивностях навантаження та мережі, е.р.с. неавтономної мережі; $[A]$, $[B]$, $[C]$ -матриці коефіцієнтів відповідних розмірностей; $[C_T]$ –матриця перетворення Кларка.

Перейшовши до спрощеної заступної схеми (рис.2) вважатимемо, що R_n на рис.2 є резистором підсистеми вимірювання, R_g –активним опором мережі, а напруга точки під'єднання U_g використовується суто для підсистеми синхронізації з мережею, а L_3 – невелика додаткова індуктивність, яку вводять в схему для обмеження можливих струмів к.з. в неавтономних системах живлення [9].

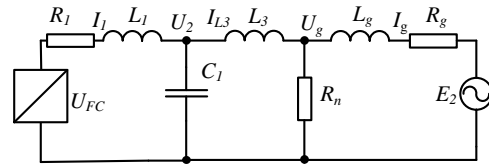


Рис.2 –Заступна схема

Це дозволяє значно спростити задачу побудови керування вихідною напругою U_2 МП, записавши рівняння схеми рис.2 у вигляді:

$$\begin{aligned} \frac{dI_1}{dt} &= a_{11}I_1 + a_{14}U_2; \\ \frac{dU_2}{dt} &= (I_1 - I_g)/C_1; \\ \frac{dI_g}{dt} &= a_{31}I_g + a_{32}U_2 + a_{33}U_{E2}; \end{aligned} \quad (2)$$

де $a_{11} = -R_1/L_1$, $a_{14} = -1/L_1$, $R_{30} = R_{\beta} + R_g$, $L_{30} = L_{\beta} + L_g$, $a_{31} = -R_{30}/L_{30}$, $a_{32} = 1/L_{30}$, $a_{33} = -a_{32}$.

Мета роботи

Головною метою керування МП, приєднаного до загальної мережі, є підтримка стабільних синусоїдних напруг в точці під'єднання до неавтономної мережі обмеженої потужності для різних навантажень. Вибір необхідної стратегії керування залежить від умов роботи системи, потреб споживачів, наявності енергії та вимог до загальної мережі. Тому необхідно вирішувати задачу формування напруги U_2 в неавтономній системі живлення таким чином, щоб забезпечити мінімальне відхилення по амплітуді та нульове – по частоті.

Розв'язок задачі

Загальноприйнятим є припущення, що частота мережі змінюється настільки повільно, що можна вважати, що $d\omega/dt \approx 0$. Але в реальній системі ми, скоріш за все, не матимемо змоги безпосередньо виміряти значення I_g , I_n та $E_2(t)$. Тому вважатимемо, що останнє рівняння (2) описує адитивне збурення, причому компонента I_g повинна допускати обмежені вищі похідні. За такого припущення можна провести синтез керування вихідною напругою за допомогою примусового введення ковзного режиму по деякій поверхні $S=0$. Поверхня $S(x)=0$ визначає характер ба-

жаного руху системи (2). В системі з одноланковим LC-фільтром не вдається забезпечити бажаний характер руху зображуючої точки за рахунок ковзних режимів, використовуючи тільки відхилення вихідної координати. Тому вираз для поверхні ковзання в підпросторі похибок можна записати у вигляді [6]:

$$S_{\alpha,\beta} = U_2 + \tau \dot{U}_2 = U_2 + \tau \eta, \quad (3)$$

де $\eta = (I_1 - I_g)/C_1$, τ – стала, яка визначає бажану швидкість реакції на збурення.

Перейдемо до похибки керування вектором вихідної напруги U_2 МП, ввівши вектор її похибки звичним чином $\delta_{\alpha,\beta} = U_{2ref\alpha,\beta} - U_{2\alpha,\beta}$, $U_{2ref\alpha,\beta}$ – завдання двохкоординатного вектора вихідної напруги. Оскільки бажаний вектор вихідної напруги можна визначити, як:

$$U_{2ref\alpha,\beta} = [V_{ref\alpha} \cos \omega_2 t, V_{ref\beta} \sin \omega_2 t]^T,$$

та

$$\dot{U}_{2ref\alpha} = -\omega_2 U_{2ref\beta}, \dot{U}_{2ref\beta} = \omega_2 U_{2ref\alpha},$$

де V_{ref} – амплітуда вектора завдання, тому можна виключити похідні компонент завдання з формули (3), що дасть можливість записати:

$$\begin{aligned} S_\alpha &= \delta_\alpha - \tau(\omega_2 V_{ref\beta} \sin \omega_2 t + \eta_\alpha) \\ S_\beta &= \delta_\beta + \tau(\omega_2 V_{ref\alpha} \cos \omega_2 t - \eta_\beta) \end{aligned} \quad (4)$$

На підставі (4) можна записати вираз для компонентів вектора еквівалентного керування u_{eq} системи з оцінкою похибок точності модуляції, взявши похідну dS/dt та прирівнявши її до нуля покомпонентно. За допомогою u_{eq} можна легко визначити границі існування ковзного режиму [10]. Далі необхідно повернутись до першого рівняння системи (1). Оскільки просторовий вектор вихідної напруги є трьохкомпонентним, то елементи матриці перемикачів $[H]$ розмірності 3×3 не можуть бути визначені однозначно, якщо брати до уваги знаки тільки двох компонент поверхні ковзання – $sign S_\alpha$ та $sign S_\beta$ з (4), тобто задача не має однозначного розв'язку. Тому введемо нову штучну змінну v та похибку її керування δ_v . Якщо в якості змінної v взяти реактивну компоненту i_q вхідного струму МП та похибку її керування ε_q , то використання принципу ієрархії керувань [11] дозволяє примусове ведення ковзного режиму по інтегральній оцінці похибки ε_q . В такому випадку керуючими впливами будуть компоненти вектора I_1 , а поверхня перемикачів (4) може бути доповнена третьою компонентою [12]:

$$S(\varepsilon_q) = \frac{1}{\zeta} \int_0^\zeta (i_{qref} - i_q) dt. \quad (5)$$

Це дозволить застосувати векторний спосіб синтезу ковзного режиму першого порядку для усунен-

ня невідповідності по керуванню і при $i_{qref}=0$ в (5) отримати коефіцієнт потужності, який дорівнює одиниці [12].

Зменшення кількості давачів електричних величин тягне за собою збільшення надійності МП та одночасно зменшення вартості технічного рішення. Тому, щоб не виконувати безпосереднє вимірювання струмів для формування поверхні ковзання (4) в реальному часі, знову звернемося до ковзних режимів. Якщо об'єкт керування описується диференціальним рівнянням виду:

$$dx/dt = f(t, x, u), \quad (6)$$

де t – час, x – фазова змінна, u – керування, то керування можна представити у вигляді:

$$u = R(t, x, \xi); \frac{d\xi}{dt} = \psi(t, x, \xi); \quad (7)$$

де R – оператор зворотнього зв'язку, ξ – допоміжна „операторна” змінна з початковими значеннями $\xi_0 = \xi(t_0, x_0)$. Окрім того задано деяку поверхню $S(t, x)$ так, що керування (7) має забезпечувати $S(t, x)=0$ на підставі СДР (6), а $S(t, x)$ є гладенькою вектор-функцією з ненульовим градієнтом по x . В такому випадку (7) задає алгоритм ковзання другого порядку на поверхні $S(t, x)=0$, якщо в замкненій системі рівнянь (6), (7) існує стійкий ковзний режим на многовиді S для будь-яких початкових умов, а фазова траєкторія переходить у ковзний режим на тому ж многовиді за скінченний час. Алгоритми ковзання першого порядку, характеризуються кусочно-неперервністю оператора зворотнього зв'язку та $\psi \equiv 0$ [13].

Вважатимемо, що вектор-функції f та R є неперервними, тоді множина ковзання другого порядку може бути описана в просторі t, x, ξ :

$$\begin{aligned} S(t, x) &= 0; \\ \dot{S}(t, x) &= S'_t(t, x) + S'_x(t, x)f(t, x, R(t, x, \xi)) = 0; \end{aligned} \quad (8)$$

причому поблизу множини ковзання другого порядку величини S та її похідна є малими, а сам рух у цьому режимі може бути описано на підставі системи (6) за допомогою еквівалентного керування [10].

Введемо ще один вектор похибки вихідної напруги $\sigma_{\alpha\beta} = x_{\alpha\beta} - U_2$, для чого доповнимо систему ДР (2) такими рівняннями:

$$\frac{d}{dt} x_{\alpha\beta} = u_{2\alpha\beta}, \frac{d}{dt} z_{1\alpha\beta} = f(u_{2\alpha\beta}, \sigma_{\alpha\beta}), \quad (9)$$

де $f(u_{2\alpha\beta}, \sigma)$ – кусочно-неперервна вектор-функція:

$$f(u_{2\alpha\beta}, \sigma_{\alpha\beta}) = \begin{cases} -u_{2\alpha\beta} & \text{if } |u_{2\alpha\beta}| > K_2 \\ -\alpha \text{sign}(\sigma) & \text{if } |u_{2\alpha\beta}| \leq K_2 \end{cases},$$

де $\alpha, K_2 > 0$ – деякі константи.

Після чого перепишемо (2) з урахуванням переходу до похибки $\delta_{\alpha\beta}$ та (9) у векторно-матричному вигляді:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_{\alpha\beta} \\ z_{1\alpha\beta} \\ I_1 \\ \delta_{\alpha\beta} \\ I_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x \\ z_1 \\ I_1 \\ \delta \\ I_g \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \dot{U}_{2ref} \\ a_{34}U_{2ref} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_2 \\ f(u_2, \sigma) \\ a_{13}u_1 \\ 0 \\ a_{33}U_{E2} \end{bmatrix} \quad (10)$$

де $a_{21} = -a_{24} = 1/C_1$,

$$[a_{ij}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_{11} & a_{14} & 0 \\ 0 & 0 & a_{21} & 0 & a_{24} \\ 0 & 0 & 0 & a_{32} & a_{31} \end{bmatrix}.$$

Одночасне використання ковзних режимів, які відповідають поверхням ковзання, залежним від похибок σ та δ , дозволяє ввести ієрархію ковзних режимів [11]. Перший ковзний режим реального часу за компонентою $u_1 = [\text{sign}(-S_\alpha), \text{sign}(-S_\beta)]^T$ вектора керування з (10), швидкість якого обмежена неідеальністю ключів МП, матиме меншу частоту перемикань ключового елемента, ніж другий. Другий ковзний режим, який примусово вводиться для додаткової змінної x за допомогою компоненти u_2 вектора керування з (10), виконується лише програмно, тому його швидкість обумовлена тільки швидкодією системи керування та програмно заданими величинами.

Виходячи з наведеного вище, оператор зворотнього зв'язку R з (7) для (10) можна конструювати двокомпонентним,

Обмеженість U_g та U_c дозволяє стверджувати, що завжди можна вибрати величину U_m так, щоб виконувалась нерівність $\sup |U_c(t)| < U_m$.

Поклавши $\rho=1$, $K_2 > U_m$ (або вибравши $K_2=1$, та $u_2 = U_m(z_1+z_2)$) та підбравши достатньо великі α та λ/α , можна стверджувати, що спершу в системі (10) виникне стійкий ковзний режим другого порядку. В цьому режимі похибка σ та її похідна $d\sigma/dt$ прямують до нуля для будь-якої фазової траєкторії системи з експоненційною оцінкою згори і не швидше, ніж експоненційно. Оскільки після виникнення цього режиму $d\sigma/dt = dx/dt - dU_2/dt = 0$, то є справедливою рівність $dU_2/dt = dx/dt$. Ввівши позначення $z = dU_2/dt = u_2$, вираз для поверхні ковзання (4) можна переписати таким чином:

$$\begin{aligned} S_\alpha &= \delta_\alpha - \tau(\omega_2 V_{ref\beta} \sin \omega_2 t + z_\alpha), \\ S_\beta &= \delta_\beta + \tau(\omega_2 V_{ref\alpha} \cos \omega_2 t - z_\beta), \end{aligned} \quad (12)$$

що дає можливість використання поверхні ковзання (12) замість (4) та дозволяє уникнути застосування „зайвих” давачів струму.

Для перевірки можливості використання такої заміни побудовано цифрову модель системи рис.1 без спрощень та припущень, застосованих у заступній схемі рис.2, на основі якої було отримано вираз (12). В ході цифрового моделювання використовувались такі параметри неавтономної системи живлення:

- напруга U_1 мережі 1 на вході МП 3х220В, 50 Гц;

- напруга $E_2 = 120$ В (RMS) з частотою $f_2 = 60$ Гц;

- фільтр з індуктивностями $L_1=3,6$ мГн, $L_3=104$ мкГн, активними опорами $R_1=0,1$, $R_3=0,05$ Ом та ємністю $C_1=80$ мкФ;

- параметри номінального RC-навантаження – $R=9,1$ Ом, $C^*=0,47$ мкФ,

- параметри мережі 2 $\cos \phi_g=0,92$, $I_{к.з.}=390$ А.

На рис. 3 наведено результати, отримані при цифровому експерименті по стабілізації вихідної напруги з примусовим введенням ковзного режиму другого порядку (KP2), а на рис.4 – для ковзного режиму з вимірюванням струму в конденсаторі C_1 [12] (KP1). Параметри налаштування обох систем ідентичні $\{\tau=1.1e-04$, $\rho=1.0$, $\alpha=6.0e+04$, $\sigma_0=0.01$, $K_2=1$, $\lambda=8.0\alpha$, $U_m=2 E_2\}$, фігура допустимих похибок –коло радіусом 24В. На обох діаграмах перший відрізок часу відповідає роботі системи при номінальному навантаженні та напрузі мережі, другий зменшенню амплітуди напруги мережі та U_{2ref} (відмітка часу 0,02 с, третій (відмітка часу 0,04 с)- стрибку завдання амплітуди U_{2ref} , а четвертий (відмітка часу 0,06 с) – мінімальному струму навантаження (стрибок $R_{ном} \rightarrow R_{min}$ за 10 мкс). На діаграмах також розміщено для наочності збільшені фрагменти кривих напруг та похибки керування поблизу точки старту перехідного процесу.

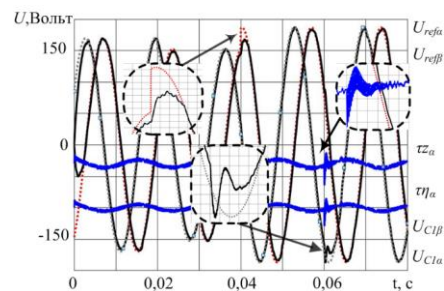


Рис.3 – Діаграми напруг KP2

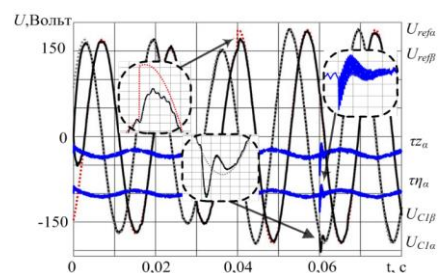


Рис.4 – Діаграми напруг KP1

Моделювання показало, що розрізнити вихідну напругу U_2 системи в КР1 та КР2 за квазіусталеного процесу майже неможливо. Середня частота комутації в системі з КР2 виявляється дещо меншою (до 8% для різних наборів параметрів моделі) у порівнянні з КР1. Відхилення напруги U_2 на виході реальної системи (на відміну від ідеальної) при стрибках навантаження та завдання (див. збільшені фрагменти кривих) виходить за ширину петлі гістерезису регулятора, проте максимальна амплітуда цього відхилення не перевищує +10% (в точці підключення навантаження в цей момент $U_g \approx 400$ В). Моделювання показало, що система з примусовим введенням КР2 забезпечує близькі показники з точки зору якості керування вихідною напругою у порівнянні з традиційними, тому може бути їх ефективною заміною. Застосування ковзного режиму вищого порядку дозволяє уникнути прямого обчислення двох похідних в реальному часі або вимірювання струму в конденсаторі [12].

Висновки

Показано можливість формування вихідної напруги матричного перетворювача в неавтономній мережі з використанням стратегії керування, яка використовує ковзний режим другого порядку. Встановлено, що примусове введення ковзного режиму другого порядку дозволяє відмовитись прямого вимірювання струмів в системі з матричним перетворювачем, що полегшує практичну реалізацію, зменшуючи кількість давачів струму. Порівняльний аналіз процесів в системах з традиційним (першого порядку) та запропонованими методами керування, проведених за допомогою цифрової моделі, показав, що амплітуди відхилень вихідної напруги під час перехідних режимів практично не відрізняються. Перевірено можливість зниження впливу стрибків навантаження на форму вихідної напруги з урахуванням обмежень, характерних для реальних систем

Список літератури

1. **Kandasamy K.V.** A Technology Review on Matrix Converter. / **Kandasamy, K.V., Sahoo, K.S., Karthekeyann, S.P.** // *Energética India Magazine*.- MAR-APR, -2015.-P.4-6.
2. **Basri N.W.** Matrix converter: A review / **N. W. Basri, D. Hamdan, S.B.Mohd** // *ARN J. of Engineering and Appl. Sc.*, Vol. 10, No. 22, Dec. -2015.-P.17070-17077. http://www.arnjournals.org/jeas/research_papers/rp_2015/jeas_1215_3130.pdf.
3. **Maheswari K.T.** Review on Matrix Converter Topologies for Adjustable Speed Drives. / **K.T. Maheswari, R. Bharanikumar, S. Bhuvaneshwari** // *Int. J. of Innovative Technology and Exploring Eng. (IJITEE)*, Vol.8 Iss.5 March, -2019.-P.53-57. <https://www.ijitee.org/wp-content/uploads/papers/v8i5/D2855028419.pdf>
4. **Михальський В. М.** Управление матричными преобразователями с использованием метода сингулярного разложения при несимметрии напряжений питающей сети/ **В. М. Михальський, В. Н. Соболев, В. В. Чопик,**

И.А.Шаповал // *Техн. електродинаміка. Силова електроніка та енергоефективність*. – Темат. вип. – 2011. – Ч. 2. – С.113–120.

5. **Lee Kyo-Beum, Bak.Yeongsu** Modeling and Control of AC/AC Converter / **Kyo-Beum Lee, Yeongsu Bak.** // *Control of Power Electronic Converters and Systems*. Vol.1, 2018, Elsevier Inc.-P.175-203. <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-805245-7.00007-X>.
6. **Zhang J.** (Accepted/In press). Predictive Voltage Control of Direct Matrix Converters with Improved Output Voltage for Renewable Distributed Generation. / **J. Zhang, L.Li, D. G., Dorrell, M.Norambuena, J.Rodriguez** // *IEEE Journ. of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2018.2874275>
7. **Мысак Т.В.** Особенности формирования выходного напряжения и входного тока матричных преобразователей при управлении с использованием скользящего режима / **Т.В. Мысак** // *Технічна електродинаміка*. — 2013. — № 1. — С. 24–33. <http://dspace.nbuv.gov.ua/handle/123456789/62256>.
8. **Nagaia S.** An Ultra Compact GaN 3x3 Matrix Converter. / **S.Nagaia, Y.Yamadaa, Y. Kawai at all.** // *ECS Transactions*, Vol.64. Issue 7.-P. 41-49 (2014) doi: 10.1149/06407.0041ecst
9. **Kerekes T.** Three-phase Photovoltaic Systems: Structures, Topologies, and Control / **T. Kerekes, D. Séra, L. Máthé** // *Electric Power Components and Systems*.-2015.- Vol.43, Iss.:12. -P.1364-1375, DOI: 10.1080/15325008.2015.1030518
10. **Utkin. V.** Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems. Second Edition. / **V.Utkin, J.Guldner, J.Shi** // Taylor & Francis Group, LLC. -2009. DOI: 10.1201/9781420065619.
11. **Drakunov S. V.** The block control principle. I. / **S. V. Drakunov, D. B. Izosimov, A. G. Luk'yanov, V. A. Utkin, V. I. Utkin** // *Autom. Remote Control*, 51:5 (1990), P.601–608. <http://mi.mathnet.ru/eng/at5365>
12. **Мысак Т.В.** Управление матричным преобразователем с использованием скользящего режима / **Т.В. Мысак, В.М.Михальский** // *Технічна електродинаміка. Тематичний випуск „Силова електроніка та енергоефективність”*. – 2012. – Ч. 4. – С. 99–105.
13. **Емельянов С.В.** Новый класс алгоритмов скольжения второго порядка / **С.В.Емельянов, С.К.Коровин, Л.В.Левантовский** // *Матем. Мод.*, Т.2, No.3.-1990.- С.89–100. URL: <http://mi.mathnet.ru/eng/mm2344>.
14. **Levant A.** Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control. / **A.Levant** // *International Journal of Control* - *INT J CONTR.* 76. -2003.-P. 924-941. DOI: 10.1080/0020717031000099029.

References (transliterated)

1. **Kandasamy K.V., Sahoo K.S., Karthekeyann S.P.** A Technology Review on Matrix Converter. *Energética India Magazine*.- MAR-APR, -2015.-P.4-6.
2. **Basri N.W., Hamdan D., Mohd S.B.** Matrix converter: A review. *ARN J. of Engineering and Appl. Sc.*, Vol. 10, No. 22, Dec. -2015.-P.17070-17077. http://www.arnjournals.org/jeas/research_papers/rp_2015/jeas_1215_3130.pdf
3. **Maheswari K.T., Bharanikumar R., Bhuvaneshwari S.** Review on Matrix Converter Topologies for Adjustable Speed Drives. *Int. J. of Innovative Technology and Exploring Eng. (IJITEE)*, Vol.8 Iss.5 March, -2019.-P.53-57. <https://www.ijitee.org/wp-content/uploads/papers/v8i5/D2855028419.pdf>

4. **Mikhal'skiy V. M., Sobolev V. N., Chopik V. V., Shapoval I.A.** Upravleniye matrichnymi preobrazovatelyami s ispol'zovaniyem metoda singulyarnogo razlozheniya pri nesimmetrii napryazheniy pitayushchey seti [Control of matrix converters using the singular value decomposition method with asymmetry of supply mains voltage] *Tekhn. elektrodinamika. Silova yelektronika ta yenergoefektivnist'*. – *Temat. vip.* – 2011. – Ч. 2. – С.113–120.
5. **Kyo-Beum Lee, Yeongsu Bak.** Modeling and Control of AC/AC Converter *Control of Power Electronic Converters and Systems*. Vol.1, 2018, Elsevier Inc.-P.175-203. <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-805245-7.00007-X>.
6. **Zhang J., Li L., Dorrell D. G., Norambuena M., Rodriguez J.** (Accepted/In press). Predictive Voltage Control of Direct Matrix Converters with Improved Output Voltage for Renewable Distributed Generation. / **J. Zhang.** *IEEE Journ. of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2018.2874275>
7. **Mysak T.V.** Osobennosti formirovaniya vykhodnogo napryazheniya i vkhodnogo toka matrichnykh preobrazovateley pri upravlenii s ispol'zovaniyem skol'zyashchego rezhima [Features of the formation of the output voltage and input current of the matrix converters when controlled using a sliding mode] *Tekhnichna elektrodinamika*. — 2013. — № 1. — С. 24–33. <http://dspace.nbuv.gov.ua/handle/123456789/62256>
8. **Nagaia S.** An Ultra Compact GaN 3x3 Matrix Converter. / **S.Nagaia, Y.Yamadaa, Y. Kawai at all.** // *ECS Transactions*, Vol.64. Issue 7.-P. 41-49 (2014) doi: 10.1149/06407.0041ecst
9. **Kerekes T.** Three-phase Photovoltaic Systems: Structures, Topologies, and Control / **T. Kerekes, D. Séra, L. Máthé** // *Electric Power Components and Systems*.-2015.- Vol.43, Iss.:12. -P.1364-1375, DOI: 10.1080/15325008.2015.1030518
10. **Utkin. V.** Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems. Second Edition. / **V.Utkin, J.Guldner, J.Shi** // Taylor & Francis Group, LLC. -2009. DOI: 10.1201/9781420065619.
11. **Drakunov S. V.** The block control principle. I. / **S. V. Drakunov, D. B. Izosimov, A. G. Luk'yanov, V. A. Utkin, V. I. Utkin** // *Avtomat. i Telemekh.*, 1990, №. 5, С.38–47; *Autom. Remote Control*, 51:5 (1990), P.601–608. <http://mi.mathnet.ru/eng/at5365>
12. **Mysak T.V., Mykhal'skiy V.M.** Upravleniye matrichnym preobrazovatelem s ispol'zovaniyem skol'zyashchego rezhyma [Control of the matrix converter using the sliding mode] *Tekhnichna elektrodinamika. Tema. vypusk „Silova elektronika ta enerhoefektivnist'”*. – 2012. – Ч. 4. – С. 99–105.
13. **Emel'yanov S. V., Korovin S. K., Levantovskii L. V.** Novyy klass algoritmov skol'zheniya vtorogo poriyadka [A family of new regulators based on second order sliding mode], *Matem. Mod.*, Vol.2, No.3 ,1990, pp.89–100. URL: <http://mi.mathnet.ru/eng/mm2344>
14. **Levant A.** Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control. / **A.Levant** // *International Journal of Control* - *INT J CONTR.* 76. -2003.-P. 924-941. DOI: 10.1080/0020717031000099029.

Інформація про авторів (About authors)

Мисак Тарас Володимирович – кандидат технічних наук, Інститут електродинаміки НАН України, старший науковий співробітник відділу перетворювання та стабілізації електромагнітних процесів, м.Київ, Україна, ORCID: 0000-0002-3140-971X, e-mail: taras@igbt.com.ua.

Taras Mysak –Ph.D, Institute of electrodynamics NAS Ukraine, Senior Research Officer, Department of transformation and stabilization of electromagnetic processes, Kyiv, Ukraine, ORCID: 0000-0002-3140-971X, e-mail: taras@igbt.com.ua.

Будь ласка, посилайтесь на цю статтю наступним чином:

Мисак, Т. В. Ковзний режим другого порядку в задачі слідкування за вихідною напругою матричного перетворювача / **Т. В. Мисак** // *Вісник НТУ «ХПІ»*, Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – Харків: НТУ «ХПІ». – 2019. – № 20 (1345). – С. 194-199. – doi:10.20998/2409-9295.2019.20.29.

Please cite this article as:

Mysak, T. Second order sliding mode control of the output voltage tracking an matrix converter. *Bulletin of NTU "KhPI". Series: Electric machines and electromechanical energy conversion*. – Kharkiv: NTU "KhPI", 2019, **20** (1345), 194-199, doi:10.20998/2409-9295.2019.20.29.

Пожалуйста, ссылайтесь на эту статью следующим образом:

Мисак, Т. В. Скользящий режим второго порядка в задаче слежения за выходным напряжением матричного преобразователя / **Т. В. Мисак** // *Вестник НТУ «ХПИ»*, Серія: *Электрические машины и электромеханическое преобразование энергии*. – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2019. – № 20 (1345). – С. 194-199. – doi:10.20998/2409-9295.2019.20.29.

АННОТАЦІЯ. Об'єктом дослідження являється трьохфазно-трьохфазний матричний преобразователь з додатковим LC-фільтром на виході, приєднаний до неавтономної трьохфазної питаючої мережі обмеженої потужності. Проведено синтез закону управління шляхом примусового введення скользящего режиму для мінімізації впливу збурень на вихідне напруження матричного преобразователя. При формуванні поверхності скользящего режиму використано скользящий режим другого порядку, який дозволив зменшити кількість електричних величин, підлягаючих безпосередньому вимірюванню. Досліджено особливості функціонування матричного преобразователя з даним типом скользящего режиму в системі з реальними параметрами електричної схеми. Приведено результати моделювання, проведеного з урахуванням обмежень, які впливають на можливість реалізації вибраної стратегії управління.

Ключевые слова: матричний преобразователь; вихідний LC-фільтр; скользящий режим второго порядка; поверхність скользящего; помилка регулювання; вихідне напруження.

Надійшла (received) 11.07.2019